

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-59310

(43) 公開日 平成7年(1995)3月3日

(51) Int. Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 K 16/00		7346-5H		
19/10	A	7254-5H		
21/14	M	7103-5H		

審査請求 未請求 請求項の数2 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平5-195757

(22) 出願日 平成5年(1993)8月6日

(71) 出願人 000003207

トヨタ自動車株式会社

愛知県豊田市トヨタ町1番地

(72) 発明者 山田 英治

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

(72) 発明者 川端 康己

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

(72) 発明者 三浦 徹也

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

(74) 代理人 弁理士 吉田 研二 (外2名)

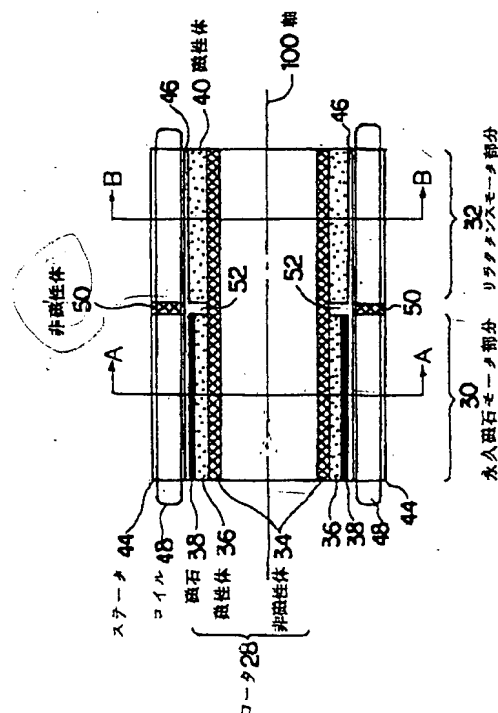
(54) 【発明の名称】 ハイブリッド型同期モータ

(57) 【要約】

【目的】 永久磁石モータにおいてリラクタンストルクを有効活用すると共に、モータの設計をより自由にする。

【構成】 ロータ28を永久磁石モータ部分30とリラクタンスモータ部分32とに区分する。永久磁石モータ部分30及びリラクタンスモータ部分32はロータ28の軸100の方向に区分され、かつ非磁性体34の共有により一体回転する。ステータ44上には非磁性体50が設けられ、これにより永久磁石モータ部分30とリラクタンスモータ部分32の磁気回路的結合が防止される。永久磁石モータ部分30とリラクタンスモータ部分32とを独立して設計可能となる。リラクタンスモータ部分32の磁性体40上に形成する突極部は、永久磁石38を設ける部位に対し、軸100回りにずれた位置に設ける。この角度を90度とするとトルク脈動が低減され、45度とすると最大トルク制御が簡単になる。

実施例の軸方向断面



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 コイルを有する電機子と、

電機子と間隔しつつ所定の軸を中心に電機子に対して相対的に回転可能な界磁と、

を備え、

界磁が、

モータの軸回りに所定電気角隔てて配置された所定個数の永久磁石を有する永久磁石モータ部分と、

永久磁石モータ部分と上記軸方向に沿って区分され、モータの軸回りに所定電気角隔てて配置された所定個数の突極部を有するリラクタンスモータ部分と、

を有し、

電機子が、永久磁石モータ部分とリラクタンスモータ部分とに亘るモータ軸方向の磁路の形成を防止する非磁性部材を有し、

永久磁石と突極部がロータの軸回りに互いに所定電気角ずれた位置に配置されたことを特徴とするハイブリッド型同期モータ。

【請求項 2】 請求項 1 記載のハイブリッド型同期モータにおいて、

突極部が、

電機子と間隔するようリラクタンスモータ部分の表面に形成された磁性体の突起と、

突起に比べ透磁率の低い材質により突起の内部に形成された磁気抵抗部材と、

を有することを特徴とするハイブリッド型同期モータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、永久磁石を界磁とする同期モータに関し、特に界磁上に永久磁石を配置するとともに突極性を有するモータに関する。

【0002】

【従来の技術】 電気自動車の駆動用モータとしては、誘導モータの他、永久磁石を界磁として使用した同期モータ、すなわち永久磁石モータを使用することができる。永久磁石モータは、誘導モータに比べ界磁起磁力が大きく小型軽量のモータであるため、電気自動車等に搭載するのに適している。

【0003】 図 8 には、モータの制御回路の一例が示されている。この図に示される制御回路は、バッテリー 10 から供給される直流電力をインバータ 12 によって三相交流電力に変換し、モータ 14 に供給する構成を有している。インバータ 12 からモータ 14 に供給される電流は、車両操縦者のアクセルペダル、ブレーキペダル等の操作に応じ、かつ回転数センサ 16 によって検出されるモータ 14 の回転数 N に基づき、コントローラ 18 によりベクトル制御される。コントローラ 18 は、インバータ 12 に対しパルス幅変調 (PWM) 信号を供給することにより、この制御を実行する。

【0004】 図 9 は、モータ 14 として永久磁石モータ

を使用する場合のベクトル図である。この図においては、モータ 14 の端子電圧が V により、モータ電流が I により、永久磁石からの主磁束が ϕ により、それぞれ示されている。この主磁束 ϕ によってモータ 14 のコイルに誘起される電圧は $\omega\phi$ で示されており、モータ 14 の端子電圧 V はこの誘起電圧 $\omega\phi$ に逆起電圧 ωLI をベクトル加算した値を有している。ここに、 ω は角周波数、 L はモータ 14 におけるインダクタンスである。従って、端子電圧 V とモータ電流 I には、位相差 ψ が生じる。

【0005】 ここに、モータ電流 I が増加すると、逆起電力 ωLI が増大するため、端子電圧 V が増加し、ある時点で電源電圧 (バッテリー 10 の電圧) を上回ることになる。そのため、永久磁石モータを図 8 のモータ 14 として使用する場合、所定回転数以上においていわゆる弱め界磁制御を実行する。この弱め界磁制御は、コントローラ 18 によってインバータ 12 のベクトル制御として実行される制御であり、その場合のベクトル図は例えば図 10 に示されるようなものとなる。

【0006】 この図に示されるように、弱め界磁制御においては、モータ電流 I が横軸電流 I_q 及び直軸電流 I_d の各成分として扱われ、各成分毎に制御が行われる。横軸電流 I_q は、コイルに鎖交する主磁束 ϕ と作用し、トルクを発生させる。また、直軸電流 I_d は、横軸電流 I_q と直交する位相を有する電流である。この電流 I_d を供給することにより、図において ωLI_d で示される逆起電圧が発生することとなるため、ちょうど永久磁石による界磁が弱められたのと同等の効果が生じ、モータ電流 I の値が同一であっても、図 9 の場合に比べ端子電圧 V が抑制される。なお、図中 L_q は横軸インダクタンス、 L_d は直軸インダクタンスであり、 $\omega L_q I_q$ は図 9 における ωLI に相当している。

【0007】 一方、モータ 14 のトルクを増大させる手法としては、例えば実開昭 62-88463 号に記載されているように、直軸インダクタンス L_d と横軸インダクタンス L_q の差によって生じるリラクタンストルクを有効活用する手法がある。図 11 (a) ~ (c) には、この従来技術に開示された永久磁石モータにおけるロータの構造が示されている。

【0008】 これらの図に示されるロータ構造は、いずれもインナーロータ構造であり、磁性体から形成されたヨーク 20 と、ヨーク 20 の表面に互いに所定電気角隔てて配置された永久磁石 22 とを有している。これらの図に示されるロータ構造はいずれも 4 極構造であり、永久磁石 22 が 4 個設けられている。また、ヨーク 20 は、相隣接する永久磁石 22 の中間位置、すなわち両永久磁石 22 の中間の電気角に相当する位置に、突極部 24 を有している。突極部 24 は、図 11 (a) に示される第 1 従来例においてはヨーク 20 のコーナの部分として設けられており、図 11 (b) に示される第 2 従来例

においてはヨーク 20 のコーナ部分から突出する突起として設けられている。さらに、図 11 (c) に示される第 3 従来例においては、ヨーク 20 のコーナ部分に取り付けられた別体の磁性体として設けられている。

【0009】これらのロータ構造においては、いずれも、主磁束 ϕ によって生じるトルクその他、リラクタンストルクが有効活用されることとなる。すなわち、一般に $\phi \cdot i_q$ によって与えられる永久磁石 22 に係るトルクと、 $(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q$ によって与えられるリラクタンストルクとが、いずれも生じる構造であるため、トルクを有効活用できる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、このような構成を有する従来のモータにおいては、永久磁石と突極部とが同一の磁気回路内に設けられているため、両者の干渉が発生し、設計の自由度が抑制されていた。また、図示されるような従来のロータ構造を軸 26 を中心として回転させたとき、ロータの周囲に設けられた図示しないステータとの間隙が、永久磁石 22 と突極部 24 の間で急変するため、いわゆるトルク脈動が発生しやすいという問題点があった。

【0011】本発明は、このような問題点を解決することを課題としてなされたものであり、永久磁石に係る磁気回路と突極部に係る磁気回路とを分離することにより、設計の自由度を向上させるとともにトルク脈動を低減可能にすることを目的とする。また、本発明は、電機子と界磁の間隙の制限にもかかわらずリラクタンストルクを好適に増加可能にすることを目的とする。そして、本発明は、モータの最大出力トルクを増加させかつ最大トルク制御を容易に実行可能にすることを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】この様な目的を達成するために、本発明のハイブリッド型同期モータは、界磁が、モータの軸周りに所定電気角隔てて配置された所定個数の永久磁石を有する永久磁石モータ部分と、永久磁石モータ部分とモータの軸方向に沿って区分され、モータの軸周りに所定電気角隔てて配置された所定個数の突極部を有するリラクタンスモータ部分と、を有し、電機子が、永久磁石モータ部分とリラクタンスモータ部分とに亘るモータ軸方向の磁路の形成を防止する非磁性部材を有し、永久磁石と突極部がモータの軸周りに互いに所定電気角ずれた位置に配置されたことを特徴とする。

【0013】また、本発明のハイブリッド型同期モータは、突極部が、電機子と間隔するようリラクタンスモータ部分の表面に形成された磁性体の突起と、突起に比べ透磁率の低い材質により突起の内部に形成された磁気抵抗部材と、を有することを特徴とする。

【0014】

【作用】本発明のハイブリッド型同期モータにおいて

は、モータの軸方向に沿い、界磁が永久磁石モータ部分とリラクタンスモータ部分とに区分される。永久磁石モータ部分には、モータの軸周りに所定電気角隔てて所定個数の永久磁石が配置されており、この永久磁石モータ部分により、横軸電流と主磁束の積により定まるトルクが発生する。また、リラクタンスモータ部分には、モータの軸周りにみた場合に所定電気角隔てるよう、所定個数の突極部が形成される。このリラクタンスモータ部分により、横軸インダクタンスと直軸インダクタンスの差に応じて定まるリラクタンストルクが発生する。

【0015】本発明においては、このような永久磁石モータ部分とリラクタンスモータ部分とが、磁氣的に分離される。すなわち、永久磁石モータ部分とリラクタンスモータ部分とに亘るモータ軸方向の磁路の形成が、ステータに設けられた非磁性部材によって防止される。従って、本発明においては、同一制御条件下で永久磁石トルクとリラクタンストルクの両者を共に利用できると共に、永久磁石と突極部の磁路及び形状が相互に干渉しないため、両者の形状を最適に構成でき高出力化及びトルク脈動の低減を図ることが可能になる。

【0016】さらに、リラクタンストルクは、直軸インダクタンスと横軸インダクタンスの差が大きいほど大きくなる。突極部として、電機子と間隔するようリラクタンスモータ部分の表面に形成された磁性体の突起を用いた場合、直軸インダクタンスはリラクタンスモータ部分表面における突起非形成部位と電機子との間隔によって定まり、横軸インダクタンスは突起と電機子との間隔によって定まる。本発明においては、この突起の内部に磁気抵抗部材が設けられる。この磁気抵抗部材は、突起に比べ透磁率の低い材質により形成され、直軸インダクタンスを定める磁路において磁気抵抗として機能する。従って、構造設計上、電機子と突起の間隙と、電機子と突起非形成部位の間隙との差が、制限される場合であっても、磁気抵抗部材の設定によって直軸インダクタンスと横軸インダクタンスの差を大きくすることが可能となる。これにより、リラクタンストルクが増大する。

【0017】

【実施例】以下、本発明の好適な実施例について図面に基づき説明する。なお、図 8 ～ 図 11 に示される従来例と同様の構成には同一の符号を付し、説明を省略する。

【0018】図 1 には、本発明の一実施例に係るハイブリッド型同期モータのモータ軸方向断面が示されている。また、図 2 には A-A 断面が、図 3 には B-B 断面が、それぞれ示されている。

【0019】これらの図に示されるように、本実施例においては、ロータ 28 が永久磁石モータ部分 30 及びリラクタンスモータ部分 32 から構成される。永久磁石モータ部分 30 及びリラクタンスモータ部分 32 は、ロータ 28 の軸 100 に沿って区分されており、筒状の非磁性体 34 により一体化されている。すなわち、永久磁石

モータ部分30とリラクタンスモータ部分32は軸100を中心に一体として回転する。

【0020】永久磁石モータ部分30は、ヨークとして機能する磁性体36及び界磁として機能する永久磁石38から構成されている。磁性体36は、炭素鋼、電磁鋼板等から形成されており、永久磁石38は磁性体36の表面に配設されている。本実施例のモータを4極モータとして構成する場合、図2に示されるように、永久磁石38は4個設けられる。互いに隣接する永久磁石38は、ロータ28の軸100周りに電気角にて180°ずれた位置に配設されている。以下、永久磁石38の配置電気角を示す線（永久磁石38の中心と軸100を結ぶ線）を、磁極軸102と呼ぶ。

【0021】また、リラクタンスモータ部分32は、図1に示されるように、磁性体40を有している。この磁性体40も、磁性体36と同様の素材から形成されており、図3に示されるように突極部42を有している。本実施例を4極モータとして構成する場合には、図3に示されるように突極部42は4個設けられる。突極部42は、ロータ28の軸100周りに、前述の永久磁石38に対して電気角にて90°ずれた位置に配設される。以下、突極部42と軸100を結ぶ線を突極軸104と呼ぶ。

【0022】ステータ44は、ロータ28と間隙部46を介して相対向している。ステータ44は、その内部に形成されたスロットを渡されるコイル48を有している。また、ステータ44は、非磁性体50を有している。

【0023】この非磁性体50は、ちょうど、ステータ44上の永久磁石モータ部分30に対向する部位とリラクタンスモータ部分32に対向する部位の中間位置に設けられている。この非磁性体50は、ステンレス、アルミニウム、銅等から形成されており、ロータ28の軸100方向に沿った磁路、すなわち永久磁石モータ部分30とリラクタンスモータ部分32にまたがる磁路を遮断するため、ステータ44の当該部位を非磁性体とすることによって形成されている。また、同様の目的で、磁性体36及び永久磁石38と磁性体40の間にも間隙部52が設けられている。間隙部52は、非磁性体の嵌め込みにより置き換えてもよい。このような非磁性体50及び間隙部52により、永久磁石モータ部分30とリラクタンスモータ部分32は、互いに別の磁気回路を構成することとなる。この結果、図1に示される実施例を設計するに当たって、同一の電流振幅、位相の制御条件下で、永久磁石モータ部分30とリラクタンスモータ部分32を個別に設計することが可能になる。すなわち、永久磁石モータ部分30とリラクタンスモータ部分32の干渉がほとんど生じないため、このような設計作業が可能となり、より自由度の高い設計が可能となる。なお、非磁性体50によってステータ44は2個の部位に区画され

ているが、コイル48は両部位に共通である。

【0024】また、本実施例においては、永久磁石モータ部分30とリラクタンスモータ部分32とが一体に構成されているため、永久磁石モータ部分30によるトルク $\phi \cdot i_q$ とリラクタンスモータ部分32に係るトルク（リラクタンストルク） $(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q$ とを、併せ利用することができる。すなわち、 $\{\phi + L_d - L_q\} \cdot i_d \cdot i_q$ というトルクを得ることができ、永久磁石モータに比べ大きなトルクを得ることができる。

【0025】図4には、永久磁石モータ部分30において必要な電流波形が示されている。この図に示されるように、永久磁石モータ部分30においては、横軸電流 i_q として、永久磁石38のN極中心位置に対し回転方向に電気角で90度進んだ電流が必要となる。

【0026】図5には、この実施例における直軸インダクタンス L_d 及び横軸インダクタンス L_q の調整手法が示されている。この図は、リラクタンスモータ部分32の一部断面を示したものである。

【0027】この図に示されるように、突極部42におけるステータ44との間隔 g_2 は、突極部42以外の部位における間隔 g_1 よりも小さい。間隔 g_1 は直軸インダクタンス L_d を定める間隔であり、 g_2 は横軸インダクタンス L_q を定める間隔である。従って、これら間隔 g_1 及び g_2 を適宜設定することにより、永久磁石モータ部分30の特性に影響を与えることなく、リラクタンスモータ部分32のモータ特性を最適に設計することが可能となる。

【0028】また、本実施例においては、永久磁石モータに比べ、永久磁石38の体積を減らすことができるため、よりコストが低減されたモータが得られる。さらに、リラクタンストルクを有効活用しているため永久磁石モータに比べモータ電流 I を低減でき、従って制御装置をより小規模なものとすることができる。加えて、永久磁石38をロータ28の表面に設けているため、ロータ28を中空にすることが可能となり、ロータ28の径を大きくしつつ軽量化を実現することができる。さらに、構造が比較的簡素であるから生産性が良い。そして、従来に比べ突極形状を自由に設計できるため、いわゆるトルク脈動を抑制する形状に構成することが極めて容易になる。

【0029】図6には、本発明の第2実施例に係るハイブリッド型同期モータ、特にそのリラクタンスモータ部分32のB-B断面が示されている。この図に示される実施例は、突極部42の略中央部分に非磁性体54を設けたことを特徴としている。この非磁性体54は、磁路106の磁気抵抗を変化させることなく磁路108の磁気抵抗を増大させる作用を有している。磁路106は横軸インダクタンス L_q を定める磁路であり、磁路108は直軸インダクタンス L_d を定める磁路である。このよ

こころ

うに磁路 108 上に非磁性体 54 を設けると、磁路 108 に係る磁気抵抗が増大するため、直軸インダクタンス L_d が増大する。

【0030】直軸インダクタンス L_d 及び横軸インダクタンス L_q は、前述のように間隔 g_1 及び g_2 によって調整することができるが、この調整は、モータの構造設計上制限されるため、ある限界を有している。本実施例においては、このような限界の存在にも拘らず、直軸インダクタンス L_d をより増大させることができる。直軸インダクタンス L_d の増大は、リラクタンストルクの増大につながり、従って、第 1 従来例に比べより出力トルクの大きなモータが得られることとなる。さらに、間隔 g_1 の増大は磁気飽和を引き起こすことがあるが、本実施例においてはこのような不具合も生じない。

【0031】図 7 には、本発明の第 3 実施例に係るモータ、特にそのリラクタンスモータ部分 32 の B-B 断面が示されている。この図に示されるように、本実施例においては、突極軸 104 がロータ 28 の回転方向に電気角で 45 度、磁極軸 102 に対してずれた位置にある。すなわち、突極部 42 が、永久磁石 38 に対し、回転方向に電気角で 45 度進んだ位置に設けられている。

【0032】突極軸 104 をこのように定めることにより、より簡素なアルゴリズムによって最大トルク制御を行うことが可能になる。すなわち、永久磁石モータ部分 30 に係るトルクは前述のように $\phi \cdot i_q$ により、リラクタンストルクは $(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q$ により、それぞれ表される。従って、磁極軸 102 と突極軸 104 の間隔が前述の第 1 及び第 2 実施例のように電気角で 90 度の場合、最大トルクとなる電流位相角がモータ電流 I の振幅に依存することとなるため、最大トルク運転を行おうとする場合、モータ電流 I に応じて電流の位相、すなわち直軸電流 I_d の値を変化させる必要がある。これに対し、本実施例のようにロータ 28 の回転方向にみて突極軸 104 が磁極軸 102 に対して 45 度進んだ位置にあるようにすると、永久磁石モータ部分 30 において発生するトルクがピークを迎える位相と、リラクタンスモータ部分 32 によって生じるトルクがピークを迎える位相とが一致する。従って、最大トルクが発生する位相が電流 I の値に応じて変化するといった複雑な状況は生じないため、モータの出力を常に最大値にする制御、すなわち最大トルク制御が容易に実行可能となる。また、最大トルク制御を行っている際、永久磁石モータ部分 30 に係るトルクもリラクタンスモータ部分 32 に係るトルクもピークを迎えているから、両トルクをほぼ完全に利用することができる。

【0033】なお、以上の説明においては、突極性を与える手段として磁性体の突起を用いていたが、その他の手段も採用することができる。また、第 2 実施例において非磁性体 54 を用いていたが、この非磁性体 54 は磁気抵抗を増大させる機能を有していればよく、従って最

も簡単にはエアギャップでよい。なお、図 6 における非磁性体 54 は、図示の都合上強調して描いている。また、以上の説明はインナーロータ形のモータ構造についてのものであったが、本発明はアウターロータ形にも適用できる。

【0034】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、軸方向に沿って界磁を永久磁石モータ部分とリラクタンスモータ部分とに区分すると共に、永久磁石モータ部分とリラクタンスモータ部分とに亘るモータ軸方向の磁路の形成を防止する非磁性材を電機子に設けるようにしたため、永久磁石モータ部分によって発生するトルクとリラクタンスモータ部分によって発生するトルクを共に利用することが可能となり、例えば永久磁石モータに比べ大きなトルクを得ることができる。さらに、永久磁石モータ部分とリラクタンスモータ部分とが磁気回路上で分離しているため、両部分を独立に設計することが可能となり、例えば永久磁石と突極部とが同一磁気回路上に存在し両者の干渉が生ずる場合に比べ、設計の自由度が著しく向上する。

【0035】また、本発明によれば、突極部として機能する磁性体の突起の内部に、突起に比べ透磁率の低い材質から形成された磁気抵抗部材を設けるようにしたため、直軸インダクタンス及び横軸インダクタンスを定める間隔、すなわち界磁と電機子との間隔が構造上制約を受ける場合であっても、直軸インダクタンスを好適に増大させることができ、これによりリラクタンスモータ部分によって生じるトルクを顕著に増大させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の一実施例に係るハイブリッド型同期モータの構成を示す軸方向断面図である。

【図 2】この実施例における永久磁石モータ部分の構成を示す A-A 断面図である。

【図 3】第 1 実施例におけるリラクタンスモータ部分の構成を示す B-B 断面図である。

【図 4】永久磁石モータ部分で必要とされる電流波形を示す図である。

【図 5】第 1 実施例における直軸インダクタンス及び横軸インダクタンスの調整手法を示す図である。

【図 6】本発明の第 2 実施例に係るハイブリッド型同期モータ、特にそのリラクタンスモータ部分の構成を示す B-B 断面図である。

【図 7】本発明の第 3 実施例に係るハイブリッド型同期モータ、特にそのリラクタンスモータ部分の構成を示す B-B 断面図である。

【図 8】同期モータの制御回路の一例構成を示すブロック図である。

【図 9】永久磁石モータにおけるベクトル図である。

【図 10】弱め界磁制御を行った場合のベクトル図であ

る。

【図11】一従来例に係る同期モータの構成を示す図であり、図11(a)は第1従来例の、図11(b)は第2従来例の、図11(c)は第3従来例の、ロータ構造を示す図である。

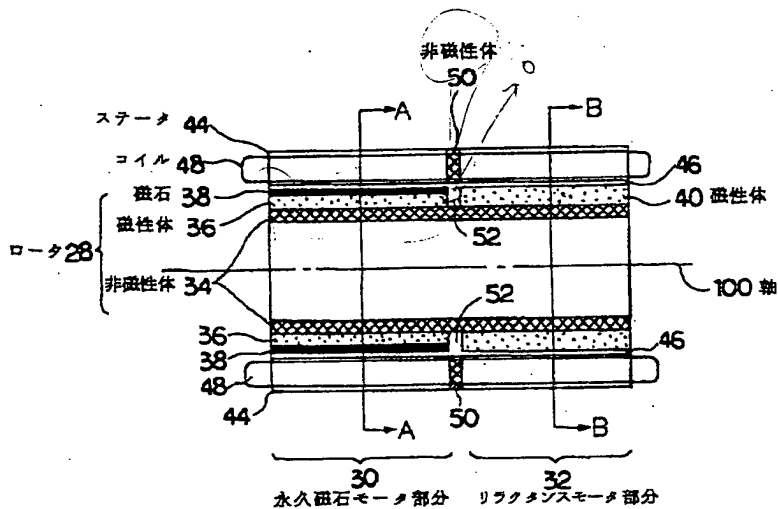
【符号の説明】

28 ロータ
30 永久磁石モータ部分
32 リラクタン্সモータ部分
34, 50, 54 非磁性体
36, 40 磁性体
38 永久磁石
42 突極部
44 ステータ

46, 52 間隙部
48 コイル
100 ロータの軸
102 磁極軸
104 突極軸
106, 108 磁路
g1, g2 間隔
V モータ端子電圧
I モータ電流
I_d 直軸電流
I_q 横軸電流
L_d 直軸インダクタンス
L_q 横軸インダクタンス

【図1】

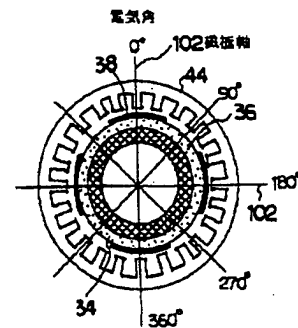
実施例の軸方向断面



【図3】

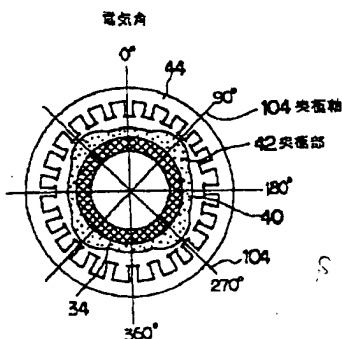
【図2】

A-A断面(永久磁石モータ部分)

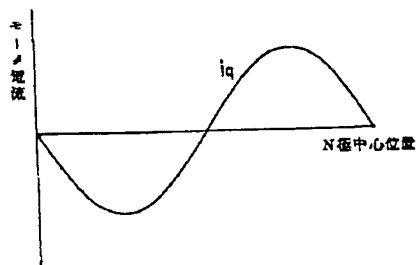


【図4】

第1実施例のB-B断面(リラクタン্সモータ部分)

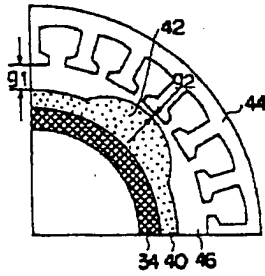


永久磁石モータ部分で必要な電流波形

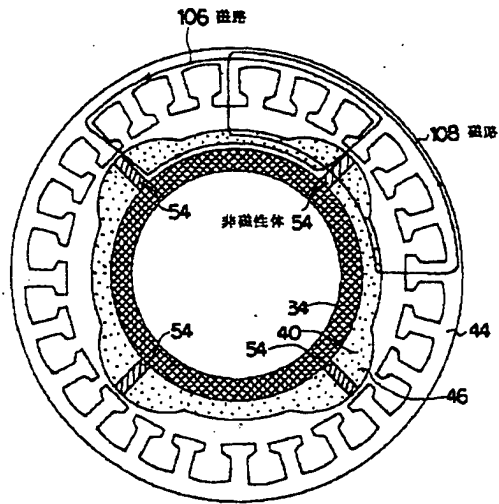


【図 5】

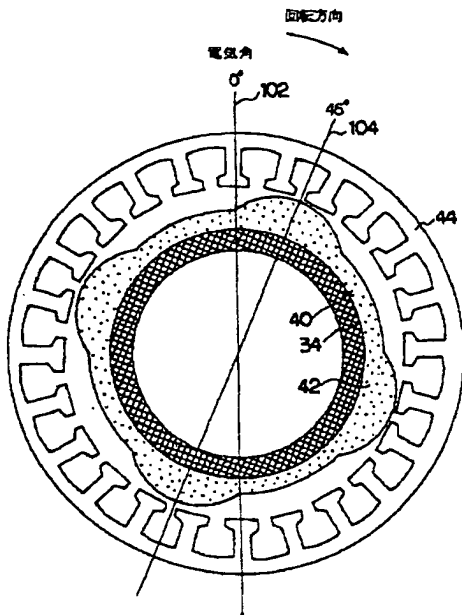
インダクタンス調整



【図 6】

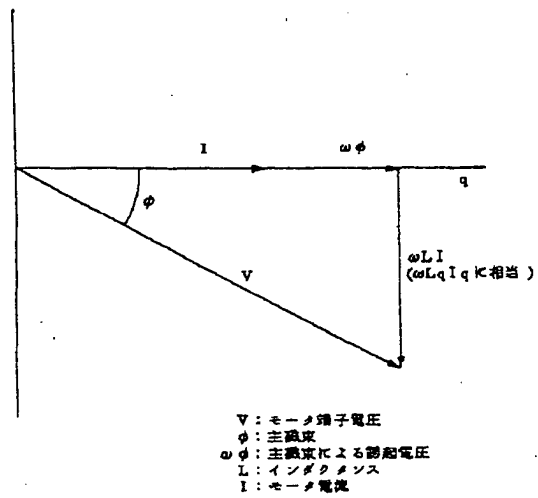
第 2 実施例の B-B 断面
(リラクタンスモータ部分)

【図 7】

第 3 実施例の B-B 断面
(リラクタンスモータ部分)

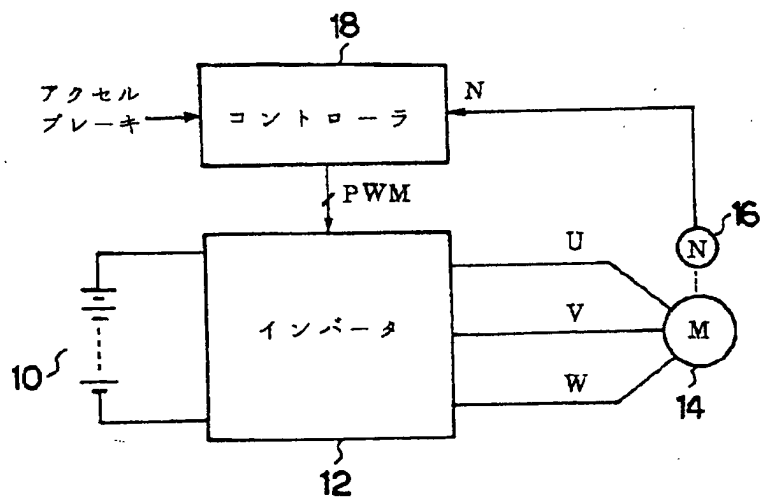
【図 9】

永久磁石モータのベクトル図

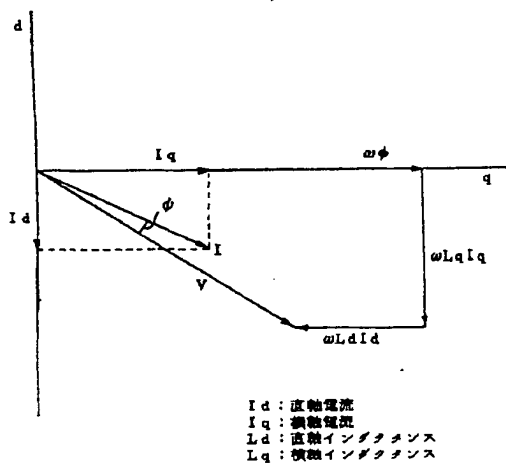


【図 8】

制御回路の構成

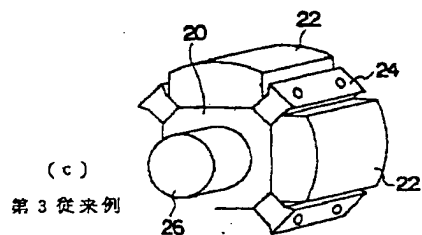
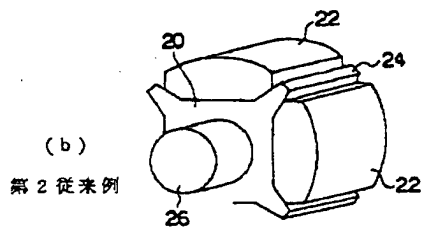
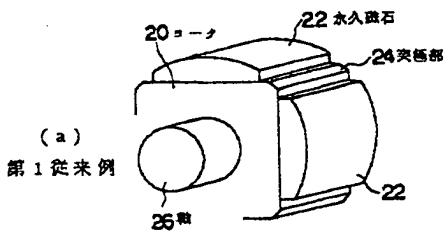


【図 10】

弱め界磁制御におけるベクトル図 ($L_d > L_q$)

【図 11】

各従来例の構成



(19) Japanese Patent Office

(11) Unexamined Patent Publication Hei7-59310

(43) Publication date: March 3, 1995

[Title of the Invention]

Hybrid synchronous motor

[Abstract]

[Objects]

To effectively utilize the reluctance torque in a permanent magnet motor and to make the design of the motor more free.

[Configuration]

A rotor 28 is divided into a permanent magnet motor portion 30 and a reluctance torque motor portion 32. The permanent magnet motor portion 30 and the reluctance torque motor portion 32 are divided in the direction of an axis 100 of the rotor 28, and integrally rotated by sharing a single non-magnetic material 34. Provided on a stator 44 is a non-magnetic material 50, by which the magnetic-circuit coupling between the permanent magnet motor portion 30 and the reluctance torque motor portion 32 is prevented. The permanent magnet motor portion 30 and the reluctance torque motor portion 32 can be designed independently of each other. Projecting pole portions formed on a magnetic material 40 of the reluctance torque motor portion 32 are provided at positions dislocated about the axis 100 relative to areas on which permanent magnets

38 are provided. Setting this angle at 90 degrees causes a torque pulsation to be reduced, and setting it at 45 degrees causes a maximum torque control to be simplified.

[What is claimed is:]

1. A hybrid-type synchronous motor including:

an armature having a coil, and

a magnetic field system relatively rotatable to the armature around a predetermined axis as a center while being spaced from the armature; characterized in that the magnetic field system has:

a permanent magnet motor portion having a predetermined number of permanent magnets arranged while being spaced by a predetermined electrical angle about the axis of the motor, and

a reluctance motor portion which is divided along said axial direction from the permanent magnet motor portion, and which has a predetermined number of projected pole portions arranged while being spaced by a predetermined electrical angle about the axis of the motor;

the armature has a non-magnetic member for preventing the formation of a magnetic path in the motor axis from the permanent magnet motor portion to the reluctance motor portion; and

the permanent magnets and the projected pole portions are arranged at placed at which they are dislocated from each other by a predetermined electrical angle about the axis of the rotor.

2. A hybrid-type synchronous motor according to claim 1,

characterized in that the projected poles have:

projections of a magnetic material formed on the surface of the reluctance motor portion to be spaced from the armature, and

magnetic resistance members formed inside the projections of a material lower in permeability than the projections.

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Field of Utilization]

The present invention relates to a synchronous motor using a permanent magnet as a magnetic field system, and in particular to a motor which arranges a permanent magnet on the magnetic field system and has a projecting pole property.

[0002]

[Prior Art]

As a driving motor for electric vehicles, in addition to an induction motor, a synchronous motor using a permanent magnet as a magnetic field system, that is, a permanent magnet motor can be used. The permanent magnet motor, which has a larger magnet-field magnetomotive force than that of the induction motor and is small in size and light in weight, is suitable for being mounted on electric vehicles and the like.

[0003]

Fig. 8 shows an example of a control circuit of a motor.

The control circuit shown in this figure has a configuration in which a direct-current power supplied from a battery 10 is converted by an inverter 12 to a three-phase, alternate-current power and is supplied to a motor 14. A current supplied from the inverter 12 to the motor 14 is vector controlled by a controller 18 according to the operation of the accelerator pedal, the brake pedal and the like by a vehicle operator, and based on the revolution N of the motor 14 detected by a revolution sensor 16. The controller 18 performs this control by a pulse width modulation (PWM) signal to the inverter 12.

[0004]

Fig. 9 is a vector graph wherein a permanent magnet motor is used as the motor 14. In the graph, the terminal voltage of the motor 14 is expressed in V ; the motor current, in I ; and the main magnetic flux, in ϕ . A voltage induced on the coil of the motor 14 by the main magnetic flux ϕ is expressed in $\omega\phi$, and the terminal voltage V of the motor 14 has a value obtained by vector adding the induced voltage $\omega\phi$ to a counter-electromotive voltage ωLI . Here, ω is an angular frequency, and L is the inductance in the motor 14. Therefore, a phase difference ψ develops between the terminal voltage V and the motor current I .

[0005]

Here, the counter-electromotive voltage ωLI increases as the motor current I increases, so that the terminal voltage V

increases and at a certain time, exceeds a source voltage (a voltage of the battery 10). Hence, when a permanent magnet motor is used as the motor 14 of Fig. 8, the so-called field-weaking control is performed at a predetermined revolution or more. The field-weaking control is performed as the vector control of the inverter 12 by the controller 18, and in such a case, the vector graph is, for example, as shown in Fig. 10.

[0006]

As shown in the graph, in the field-weaking control, the motor current I is handled as respective components of a quadrature-axis current I_q and a direct-axis current I_d , and a control is performed for each component. The quadrature-axis current I_q acts on the main magnetic flux ϕ to generate a torque. Moreover, the direct-axis current I_d has a phase intersecting with the quadrature-axis current I_q . Supplying the current I_d causes a counter-electromotive voltage indicated at $\omega L_d I_d$ in the graph to be generated, so that there is developed an effect just equal to a field system weakened by the permanent magnet, whereby even if the value of the motor current I is the same, the terminal voltage V is more suppressed than the case of Fig. 9. Further, in the graph, L_q designates a quadrature-axis inductance; L_d , a direct-axis inductance; and $\omega L_q I_q$ corresponds to $\omega L I$ in Fig. 9.

[0007]

On the other hand, as a technique for increasing the torque of the motor 14, there is the one for effectively utilizing a reluctance torque developed by a difference between the direct-axis inductance L_d and the quadrature-axis inductance L_q , as described, for example, in Japanese Utility Model Application Laid-Open No. 62-88463. In Figs. 11(a) through 11(c), there are shown rotor constructions in permanent magnet motors disclosed in the prior art.

[0008]

Each of rotor constructions shown in these figures is of inner rotor, and has a yoke 20 formed of a magnetic material and permanent magnets 22 arranged while being spaced from each other by a predetermined electrical angle on the surface of the yoke 20. Each of rotor constructions shown in these figures is of four poles, in which four permanent magnets 22 are provided. Besides, the yoke 20 has projecting pole portions 24 at the intermediate position of adjacent permanent magnets 22, that is, at a position corresponding to the electric angle being intermediate both the permanent magnets 22. The projecting pole portions 24 are provided as the corner portion of the yoke 20 in a first prior art example shown in Fig. 11 (a); they, as projections projecting from the corner portion of the yoke 20 in a second prior art example shown in Fig. 11 (b); and they, as separated magnetic material mounted to the corner portion of the yoke 20 in a third prior art example shown in Fig. 11

(c) .

[0009]

In each of these rotor constructions, in addition to a torque generated by the main magnetic flux ϕ , the reluctance torque is effectively utilized. That is, in general, the constructions generate both a torque expressed in $\phi \cdot I_q$ in connection with the permanent magnet 22 and a reluctance torque expressed in $(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q$, so that they can effectively utilize these torques.

[0010]

[Problems that the Invention is to solve]

However, in the prior art motors having such configurations, the permanent magnets and projecting pole portions are provided in the same magnetic circuit, so that both members have interfered with each other to restrain the degree of freedom of design. Besides, there has existed a problem in that rotating the prior art rotor construction as shown about an axis 26 as a center causes the space between the construction and a stator (not shown) provided around the rotor to be rapidly changed between the permanent magnet 22 and the projecting pole 24, so that the so-called torque pulsation is apt to occur.

[0011]

The present invention is made to solve such problems and it is an object of the invention to separate the magnetic circuit in connection with the permanent magnet from the magnet circuit

in connection with the projecting pole portion, thereby improving the degree of freedom of design and making it possible to lower the torque pulsation. Further, it is an object of the present invention to make it possible to suitably increase the reluctance torque in spite of the restriction in the gap between the armature and the field system. Moreover, it is an object of the present invention to make it possible to increase the maximum output torque of the motor and to easily perform the maximum torque control.

[0012]

[Means of Solving the Problems]

In order to achieve such objects, a hybrid-type synchronous motor of the present invention is characterized in that the magnetic field system has a permanent magnet motor portion having a predetermined number of permanent magnets arranged while being spaced by a predetermined electrical angle about the axis of the motor, and a reluctance motor portion which is divided along the axial direction of the motor from the permanent magnet motor portion, and which has a predetermined number of projected pole portions arranged while being spaced by a predetermined electrical angle about the axis of the motor; the armature has a non-magnetic member for preventing the formation of a magnetic path in the motor axis from the permanent magnet motor portion to the reluctance motor portion; and the permanent magnets and the projected pole portions are arranged

at placed at which they are dislocated from each other by a predetermined electrical angle about the axis of the motor.

[0013]

Moreover, a hybrid synchronous motor of the present invention is characterized in that the projected pole portions have projections of a magnetic material formed on the surface of the reluctance motor portion to be spaced from the armature, and magnetic resistance members formed inside the projections of a material lower in permeability than the projections.

[0014]

[Operation of the Invention]

In a hybrid-type synchronous motor of the present invention, the field system is divided into a permanent magnet motor portion and a reluctance motor portion along the axial direction of the motor. The permanent magnet motor portion is arranged with a predetermined number of permanent magnets while being spaced by a predetermined electrical angle about the axis of the motor, and with the permanent magnet motor portion, a torque determined by the product of a quadrature-axis current and a main magnetic flux is generated. Besides, the reluctance motor portion is formed with a predetermined number of projected pole portions spaced by a predetermined electrical angle when viewed about the axis of the motor. With the reluctance motor portion, a reluctance torque determined according to the difference between a quadrature-axis inductance and a

direct-axis inductance is generated.

[0015]

In the present invention, such a permanent magnet motor portion and a reluctance motor portion are magnetically separated from each other. That is, the formation of a magnetic path in the motor axial direction from the permanent magnet motor portion to the reluctance motor portion is prevented by a non-magnetic member provided in the stator. Therefore, in the present invention, both the permanent magnet torque and the reluctance torque can be utilized in the same control conditions, and at the same time, the magnetic path and shape of the permanent magnet and of the projecting pole portions are not interfered with each other, so that the shape of both members can be optimally configured to attain a high output and to reduce the torque pulsation.

[0016]

Further, the larger the difference between the direct-axis inductance and the quadrature-axis inductance becomes, the larger the reluctance torque becomes. When the projection of a magnetic material formed on the surface of the reluctance motor portion in a manner to be spaced from the armature is used as the projecting pole portion, the direct-axis inductance is determined by the space between a non-projection forming area on the surface of the reluctance motor portion and the armature, while the quadrature-axis inductance is

determined by the space between the projection and the armature. In the present invention, provided within the projection is a magnetic resistance member. The magnetic resistance member is formed inside the projection of a material lower in permeability than the projection, and functions as magnetic resistance in the magnetic path determining the direct-axis inductance. Therefore, even when with respect to construction design, the difference between the space between the armature and the projection, and the space between the armature and the non-projection forming area is restricted, setting the magnetic resistance material allows the difference between the direct-axis inductance and quadrature-axis inductance to be made large, thereby increasing the reluctance torque.

[0017]

[Embodiments]

With reference to drawings, preferred embodiments of the present invention will be explained hereinafter. The configurations similar to prior art examples shown in Figs. 8 through 11 are designated by the same symbols, and thus their explanation is omitted.

[0018]

Fig. 1 shows a sectional view of the motor axial direction of hybrid-type synchronous motor in connection with one embodiment of the present invention. Moreover, Figs. 2 and 3 show an A-A sectional view and a B-B sectional view,

respectively.

[0019]

As shown in these figures, in this embodiment, a rotor 28 comprises a permanent magnet portion 30 and a reluctance motor portion 32. The permanent magnet portion 30 and the reluctance motor portion 32 are divided along an axis 100 of the rotor 28 and integrated by a cylindrical non-magnetic material 34. That is, the permanent magnet portion 30 and the reluctance motor portion 32 are rotated integrally about the axis 100 as a center.

[0020]

The permanent magnet portion 30 comprises a magnetic material 36 functioning as a yoke and a permanent magnet 38 functioning as a field system. The magnetic material 36 is formed of carbon steel plate, electromagnetic steel plate and the like, and the permanent magnet 38 is disposed on the surface of the magnetic material 36. When the motor of this embodiment is configured as a four-pole motor, as shown in Fig. 2, four permanent magnets 38 are provided. The permanent magnets 38 adjacent to each other are disposed at places dislocated by 180 degrees in electrical angle about the axis 100 of the rotor 28. Hereinafter, the line indicating the arranged electrical angle of the permanent magnets 38 (the line connecting the center of the permanent magnets 38 with axis 100) is called a magnet pole axis 102.

[0021]

Besides, the reluctance motor portion 32 has a magnetic material 40 as shown in Fig. 1. The magnetic material 40 is also formed of a material similar to the magnetic material 36, and has projecting pole portions 42 as shown in Fig. 3. When this embodiment is configured as a four-pole motor, as shown in Fig. 3, four projecting pole portions 42 are provided. The projecting pole portions 42 are disposed at places dislocated by 90 degrees in electrical angle relative to the above-mentioned permanent magnets 38 about the axis 100 of the rotor 28. Hereinafter, the line connecting the projecting poles 42 with the axis 100 is called a projecting pole axis 104.

[0022]

The stator 44 is opposed through a gap portion 46 to the rotor 28. The stator 44 has a coil 48 bridged over slots formed therein. Moreover, the stator 44 has a non-magnetic material 50.

[0023]

The non-magnetic material 50 is provided just at an intermediate position between the portion opposite to the permanent magnet motor portion 30 on the stator 44 and the portion opposite to the reluctance motor portion 32. The non-magnetic material 50 is formed of stainless steel, aluminum, copper and the like, and also formed by making non-magnetic the position concerned in order to interrupt the magnetic path along

the direction of the axis 100 of the rotor 28, that is, the magnetic path bridging the permanent magnet motor portion 30 and the reluctance motor portion 32. Besides, for the similar purpose, provided also between the magnetic material 36 and the permanent magnet 38, and the magnetic material 40 is a gap portion 52. The gap portion 52 may be replaced with an inserted non-magnetic material. Such non-magnetic material 50 and gap portion 52 cause the permanent magnet motor portion 30 and the reluctance motor portion 32 to configure respective magnetic circuit different from each other. As a result, in designing the embodiment shown in Fig. 1, under the control conditions with the same current width and phase, it is possible to design separately the permanent magnet motor portion 30 and the reluctance motor portion 32. That is, the interference between the permanent magnet motor portion 30 and the reluctance motor portion 32 occurs little, so that such a design work becomes possible, and thus a design with a higher degree of freedom becomes possible. Although the stator 44 is sectioned into two portions by the non-magnetic material 50, the coil 48 is common to both the portions.

[0024]

In this embodiment, the permanent magnet motor portion 30 and the reluctance motor portion 32 are integrally configured, so that a torque $\phi \cdot i_q$ by the permanent magnet motor portion 30 and a torque (reluctance torque) $(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q$ in connection

with the reluctance motor portion 32 can be together utilized. That is, a torque of $\{(\phi + L_d - L_q) \cdot i_d\} \cdot i_q$ can be obtained, whereby a larger torque than the permanent magnet motor can be obtained.

[0025]

Fig. 4 shows a current waveform required for the permanent magnet motor portion 30. As shown in the figure, in the permanent magnet motor portion 30, as the quadrature-axis current i_q , a current is required which advances by 90 degrees in electrical angle in the rotational direction relative to the N-pole center position of the permanent magnet 38.

[0026]

Fig. 5 shows a technique of adjusting the direct-axis inductance L_d and the quadrature-axis inductance L_q in this embodiment. This figure shows a partial sectional view of the reluctance motor portion 32.

[0027]

As shown in the figure, a gap g_2 with the stator 44 at the projecting pole portion 42 is smaller than a gap g_1 at a portion other than the projecting pole 42. The gap g_1 determines the direct-axis inductance L_d , while the gap g_2 determines the quadrature-axis inductance L_q . Therefore, appropriately setting these gaps g_1 and g_2 allows the motor characteristics of the reluctance motor portion 32 to be optimally designed without affecting the characteristics of the

permanent magnet motor portion 30.

[0028]

Besides, in this embodiment, the volume of the permanent magnet 38 can be further decreased compared to the permanent magnet motor, so that a cost-reduced motor is obtained. Further, the reluctance torque is effectively utilized, so that the motor current I can be further reduced compared to the permanent magnet motor, thereby allowing the control device to be made smaller. In addition, the permanent magnet 38 is provided on the surface of the rotor 28, so that the rotor 28 can be made hollow, thereby embodying a light-weight rotor 28 while enlarging the diameter thereof. Further, the relatively simple construction provides a good productivity and allows the shape of the projecting pole portion to be more freely designed compared to prior art, so that it becomes extremely easy to configure a shape to suppress the so-called torque pulsation.

[0029]

Fig. 6 shows a B-B sectional view of a hybrid synchronous motor, in particular of the reluctance motor portion 32, in connection with a second embodiment of the present invention. The embodiment shown in the figure is characterized in that a non-magnetic material 54 is provided at a substantially central portion of the projecting pole portions 42. The non-magnetic material 54 has a function of increasing the magnetic resistance of a magnetic path 108 without changing the magnetic resistance

of a magnetic path 106. The magnetic path 106 determines the quadrature-axis inductance L_q , while the magnetic path 108 determines the direct-axis inductance L_d . In this way, providing the non-magnetic material 54 on the magnetic path 108 causes the magnetic resistance in connection with the magnetic path 108 to increase, thereby increasing the direct-axis inductance L_d .

[0030]

Although the direct-axis inductance L_d and the quadrature-axis inductance L_q can be adjusted by the gaps g_1 and g_2 as described above, the adjustment is limited with respect to the motor construction design, and thus has a certain limit. In this embodiment, in spite of the presence of such a limit, the direct-axis inductance L_d can be further increased. An increase in the direct-axis inductance L_d leads to an increase in the reluctance torque, so that a motor having a larger output torque compared to the first prior art example is obtained. Further, although an increase in the gap g_1 can cause a magnetic saturation, in this embodiment, such a trouble does not occur.

[0031]

Fig. 7 shows a B-B sectional view of a motor, in particular of the reluctance motor portion 32, in connection with the third embodiment of the present invention. As shown in the figure, in this embodiment, the projecting pole axis 104

is provided at a position displaced by 45 degrees in electrical angle in the rotational direction of the rotor 28 relative to the magnetic pole axis 102. That is, the projecting pole 42 is provided at a position at which the pole 42 advances by 45 degrees in electrical angle in the rotational direction relative to the permanent magnet 38.

[0032]

Setting the projecting pole axis 104 in this way allows the maximum torque control to be performed by a simpler algorithm. That is, the torque in connection with the permanent magnet motor portion 30 is expressed in $\phi \cdot i_q$, while the reluctance torque is expressed in $(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q$, as described above. Therefore, when the gap between the magnetic pole axis 102 and the projecting pole axis 104 is 90 degrees in electrical angle as in the first and second embodiments, a current phase angle becoming the maximum torque depends on the amplitude of the motor current I , so that when attempting to perform the maximum torque operation, it is necessary to change the current phase, that is, the value of the direct-axis current I_d according to the motor current I . On the contrary, when the projecting pole axis 104 is forcedly provided at a position at which it advances by 45 degrees relative to the magnetic pole axis 102 as viewed in the rotational direction of the rotor 28 as in this embodiment, a phase at which the torque generated in the permanent magnet motor portion 30 exhibits a peak is

coincident with a phase at which the torque generated in the reluctance motor portion 32 exhibits a peak. Therefore, a complex situation does not occur in which the phase at which the maximum torque is generated varies depending on the value of the current I , so that the control of making always the motor output a maximum value, that is, the maximum torque control can be easily performed. Besides, in performing the maximum torque control, both the torque in connection with the permanent magnet motor portion 30 and the torque in connection with the reluctance motor portion 32 exhibit a peak, so that both the torques can be substantially fully utilized.

[0033]

While in the above explanation, projection of magnetic material as means of giving a projecting pole function has been used, other means may be employed. Besides, while in the second embodiment, the non-magnetic material 54 has been used, the non-magnetic material 54 may have a function of increasing the magnetic resistance, and therefore, may be an air gap in the simplest way. The non-magnetic material 54 in Fig. 6 is emphatically drawn for the convenience to illustration. While the above explanation has been made for the inner-rotor type motor construction, the present invention can be applied also to the outer-rotor type.

[0034]

[Effects of the Invention]

As explained above, according to the present invention, the field system is divided along the axial direction into a permanent magnet motor portion and a reluctance motor portion, and at the same time, an armature is provided with a non-magnetic material for preventing the formation of a magnetic path in the motor axial direction from the permanent magnet motor portion to the reluctance motor portion, whereby both a torque generated by the permanent magnet motor portion and a torque generated by the reluctance motor portion can be utilized, and thus, for example, a larger torque than a permanent magnet motor can be obtained. Further, the permanent magnet motor portion is separated in the magnetic circuit from the reluctance motor portion, whereby both the portions can be independently designed, and thus, for example, compared to a case of which the permanent magnet and the projecting pole portion are present on the same magnetic circuit to cause an interference of both the members to occur, the degree of freedom of design is significantly improved.

[0035]

According to the present invention, an attempt is made to provide within a projection of a magnetic material functioning as a projecting pole portion a magnetic resistance member formed of a material lower in permeability than the projection, whereby even when the gap determining the direct-axis inductance and the quadrature-axis inductance,

that is, the gap between the field system and the armature is restricted in construction, the direct-axis inductance can be suitably increased, thereby allowing the torque generated by the reluctance motor portion to be significantly increased.

[Brief Description of the Drawings]

[Fig. 1]

Fig. 1 is an axial-direction sectional view of a hybrid-type synchronous motor in connection with one embodiment of the present invention.

[Fig. 2]

Fig. 2 is an A-A sectional view showing the configuration of a permanent magnet motor portion in this embodiment.

[Fig. 3]

Fig. 3 is a B-B sectional view showing the configuration of a reluctance motor portion in this embodiment.

[Fig. 4]

Fig. 4 is a graph showing a current waveform required for the permanent magnet motor portion.

[Fig. 5]

Fig. 5 is a view showing a technique of adjusting a direct-axis inductance and a quadrature-axis inductance in the first embodiment.

[Fig. 6]

Fig. 6 is a B-B sectional view showing the configuration of a hybrid-type synchronous motor in connection with the second

embodiment of the present invention, in particular the reluctance motor portion thereof.

[Fig. 7]

Fig. 7 is a B-B sectional view showing the configuration of a hybrid-type synchronous motor in connection with the third embodiment of the present invention, in particular the reluctance motor portion thereof.

[Fig. 8]

Fig. 8 is a block diagram showing the configuration of an example of a control circuit of the synchronous motor.

[Fig. 9]

Fig. 9 is a vector graph in a permanent magnet motor.

[Fig. 10]

Fig. 10 is a vector graph when a field-weaking control is performed.

[Fig. 11]

Fig. 11 is showing the configuration of a synchronous motor in connection with prior art examples, wherein Fig. 11 (a) shows the rotor construction of the first prior art example; Fig. 11 (b), of the second prior art example; and Fig. 11 (c), of the third prior art example.

[Explanation of symbols]

28 Rotor

30 Permanent magnet motor portion

32 Reluctance motor portion

34, 50, 54 Non-magnetic material

36, 40 Magnetic material

38 Permanent magnet

42 Projecting pole

44 Stator

46, 52 Gap

48 Coil

100 Rotor axis

102 Magnetic pole axis

104 Projecting pole axis

106, 108 Magnetic path

g_1, g_2 Gap

V Motor terminal voltage

I Motor current

I_d Direct-axis current

I_q Quadrature-axis current

L_d Direct-axis inductance

L_q Quadrature-axis inductance

< Translation of drawing >

Fig. 1: ①Sectional view in axial direction of embodiment ②
Non-magnetic material

Fig. 2: ①A-A sectional view (permanent magnet motor portion)
②Electrical angle

Fig. 3: ①B-B sectional view of the first embodiment
(reluctance motor portion) ②Electrical angle

Fig. 4: ①Current waveform required for permanent magnet motor
portion ②Motor current ③N-pole center position

Fig. 5: ①Inductance adjusting

Fig. 6: ①B-B sectional view of the second embodiment
(reluctance motor portion)

Fig. 7: ①B-B sectional view of the third embodiment
(reluctance motor portion) ②Electrical angle ③Rotational
direction

Fig. 9: ①Vector graph of permanent magnet motor ②(equivalent
to $\omega L_q I_q$) ③V: Motor terminal voltage ϕ : Main magnetic flux
 $\omega\phi$: Induced voltage by main magnetic flux L: Inductance I:
Motor current

Fig. 8: ①Configuration of control circuit ②Accelerator brake
③Controller ④Inverter

Fig. 10: ①Vector graph in field-weaking control ②Id:
Direct-axis current Iq: Quadrature-axis current Ld:
Direct-axis inductance Lq: Quadrature-axis inductance

Fig. 11: ①Configuration of prior art examples ②The first

prior art example ③Yoke ④Permanent magnet ⑤Projecting
pole portion ⑥Axis ⑦The second prior art example ⑧The
third prior art example

る。

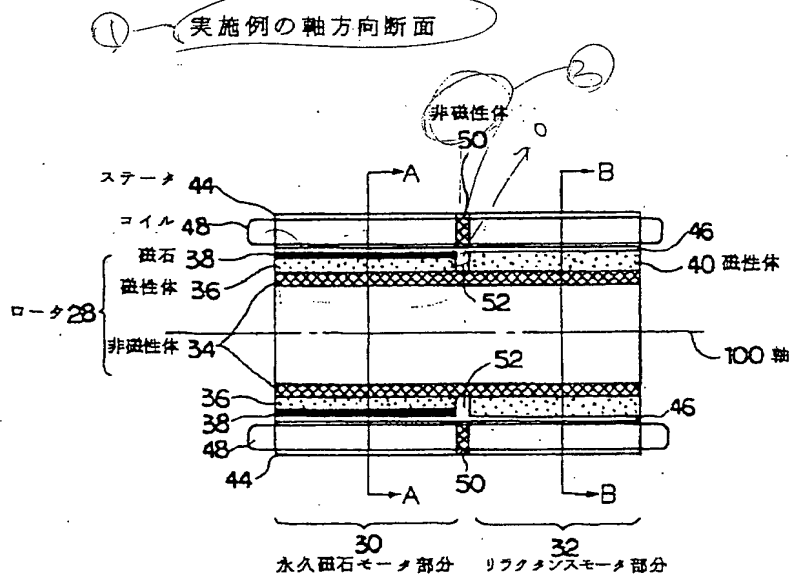
【図 11】一従来例に係る同期モータの構成を示す図であり、図 11 (a) は第 1 従来例の、図 11 (b) は第 2 従来例の、図 11 (c) は第 3 従来例の、ロータ構造を示す図である。

【符号の説明】

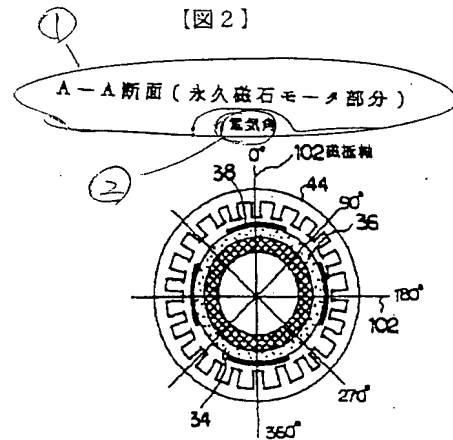
28 ロータ
30 永久磁石モータ部分
32 リラクタンスモータ部分
34, 50, 54 非磁性体
36, 40 磁性体
38 永久磁石
42 突極部
44 ステータ

46, 52 間隙部
48 コイル
100 ロータの軸
102 磁極軸
104 突極軸
106, 108 磁路
g1, g2 間隔
V モータ端子電圧
I モータ電流
I_d 直軸電流
I_q 横軸電流
L_d 直軸インダクタンス
L_q 横軸インダクタンス

【図 1】

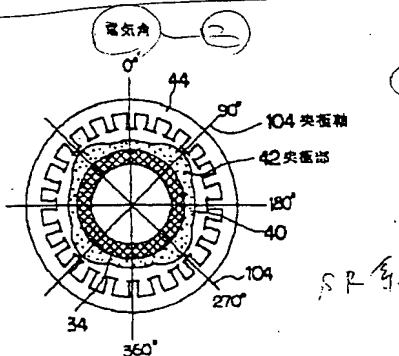


【図 2】



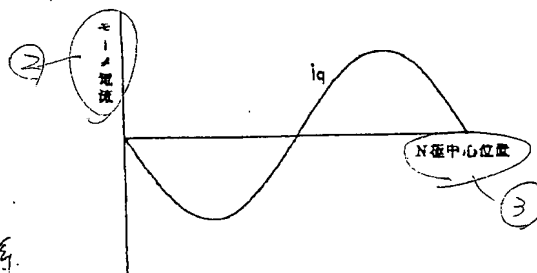
【図 3】

① 第 1 実施例の B-B 断面 (リラクタンスモータ部分)



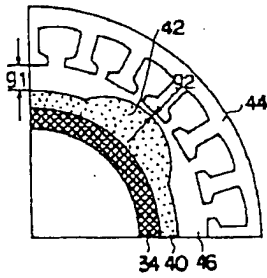
【図 4】

① 永久磁石モータ部分に必要な電流波形

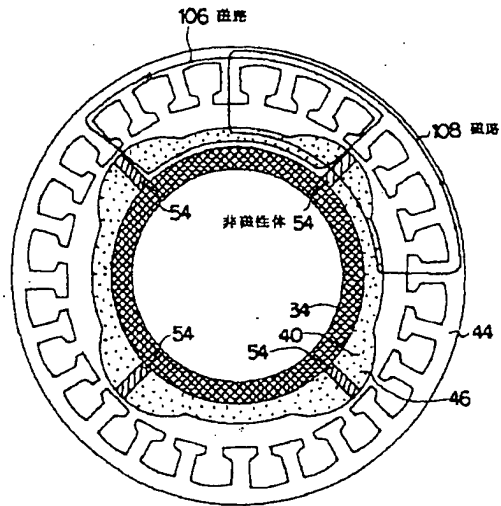


【図 5】

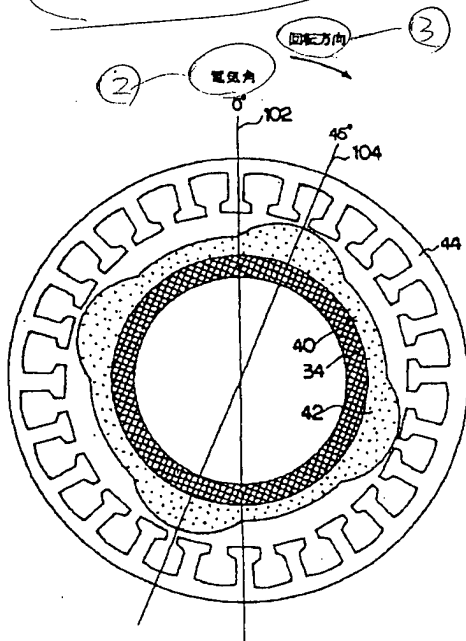
インダクタンス調整



【図 6】

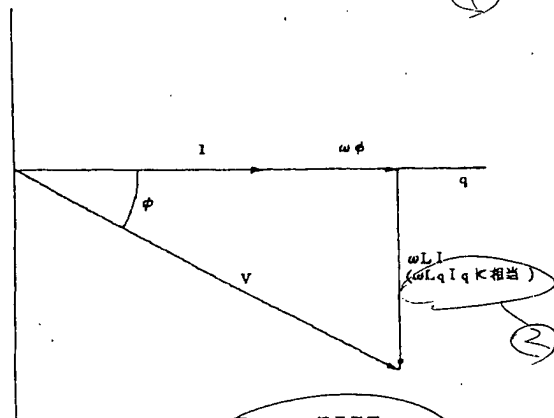
第 2 実施例の B-B 断面
(リラクタンスモータ部分)

【図 7】

第 3 実施例の B-B 断面
(リラクタンスモータ部分)

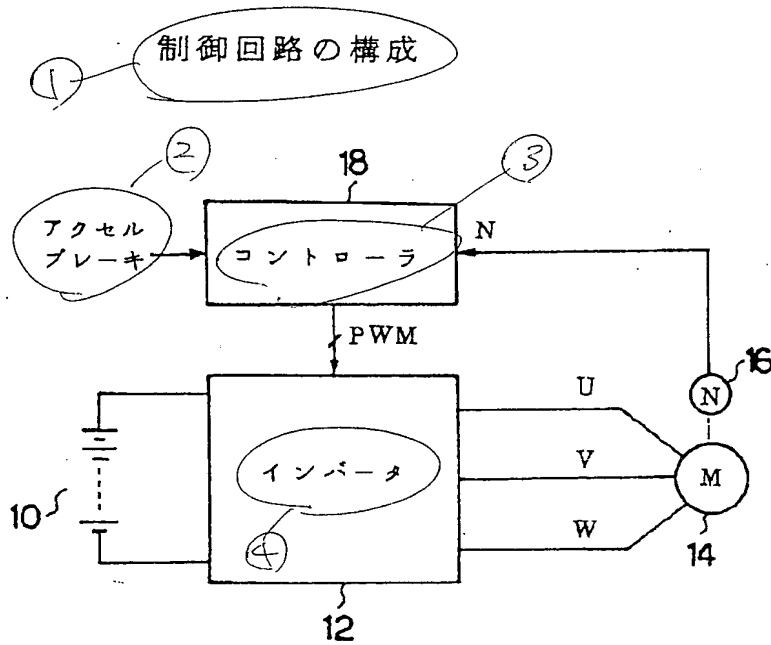
【図 9】

永久磁石モータのベクトル図

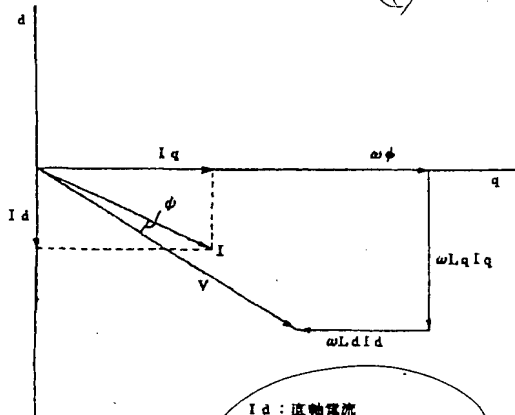


V : モータ誘起電圧
 ϕ : 主磁束
 $\omega \phi$: 主磁束による誘起電圧
 L : インダクタンス
 I : モータ電流

【図 8】



【図 10】

弱め界磁制御におけるベクトル図 ($L_d > L_q$)

I_d : 直軸電流
 I_q : 横軸電流
 L_d : 直軸インダクタンス
 L_q : 横軸インダクタンス

【図 11】

